BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

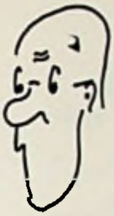
10

dr. Blan
televisie cursus

vormingscentrum voor radio en elektronica

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

dr. Blan Televisie-cursus



LES 10

HORIZONTALE AFBUIGING

UITGEVERIJ VAN TECHNISCHE BOEKEN EN TIJDSCHRIFTEN
DE MUIDERKRING N.V. - BUSSUM - NEDERLAND
TELEFOON 5600 (0 2959) — POSTGIRO 83214

INHOUDSOPGAVE

Horizontale afbuiging 3

Storingen 5

Directe synchronisatie 5

Indirecte synchronisatie 7

Vliegwielkring 8

Faze-discriminator schakelingen 10

Eindtrap voor horizontale afbuiging 13

Tijdconstante 13

Demping 18

Boosterschakeling 22

Hoogspanning (10.000 volt) 23

Barkhausentrillingen e.a. storingen 26

Vragen bij de 10e les 28

COPYRIGHT DE MUIDERKRING N.V. – BUSSUM – NEDERLAND
NADRUK, OOK GEDEELTELIJK, IS VERBODEN

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

HORIZONTALE AFBUIGING

We zijn nu al een heel eind gevorderd in de televisietechniek, maar een van de moeilijkste onderwerpen hebben we nog voor de boeg, n.l. de Horizontale afbuiging.
In de vorige les zagen we o.a. hoe we met betrekkelijk langzaam verlopende verschijnselen te maken kregen in de „vertikale" of „raster" afbuigspoelen en dat hier veel vergelijkingen met een audio-eindbuis te maken zijn.
Ook kregen we een inzicht van de synchronisatie van de vertikale zaagtandoscillator; we hebben hier te doen met directe synchronisatie.
We zullen met de synchronisatie van de lijn-oscillator beginnen en stranden aanstonds op een grote moeilijkheid, namelijk de ruis, die voornamelijk bij het negatieve beeldmodulatiesysteem ons het leven zuur maakt. Bij de rastersynchronisatie hadden we daarmee niet te maken in verband met de integratie van de ruispulsjes (fig. 1). Overigens gelden voor de horizontale synchronisatie alle reeds bij de vertikale synchronisatie genoemde overwegingen, terwijl zowel multivibratoren als blocking-oscillators (Ned.: blokkeer-oscillatoren) worden toegepast. Hoe de ruis onze synchronisatie kan bederven zien we in fig. 2 a en b. We zien tevens hoe door begrenzing een gunstiger toestand verkregen kan worden, doch dit kan slechts zolang het ruisaandeel niet meer dan 20 % van de videosignaal-amplitude bedraagt.
Naast de reeds genoemde ruisstoringen vinden we bovendien impulsvormige (AM) storingen door bougies in benzinemotoren. Omdat deze ongeveer van diezelfde gedaante zijn

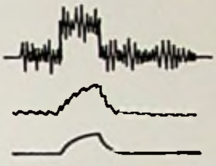


Fig. 1

Ruisstoring wordt geëlimineerd door integratie

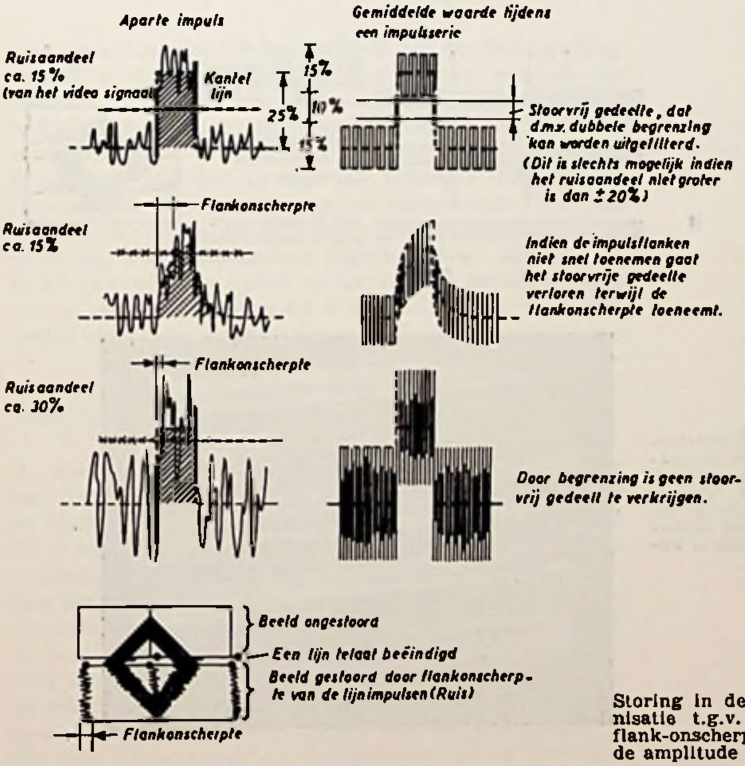


Fig. 2a

Storing in de horizontale synchronisatie t.g.v. ruis. De mate van flank-onscherpte is afhankelijk van de amplitude van de ruis.

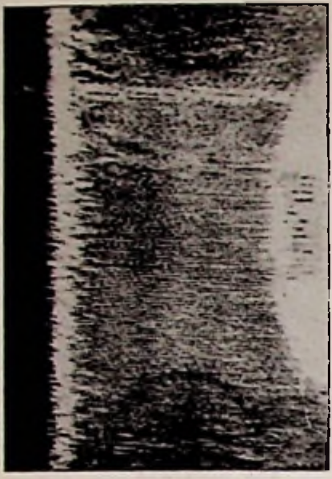


Fig. 2b

Invloed op het beeld (gedeelte)

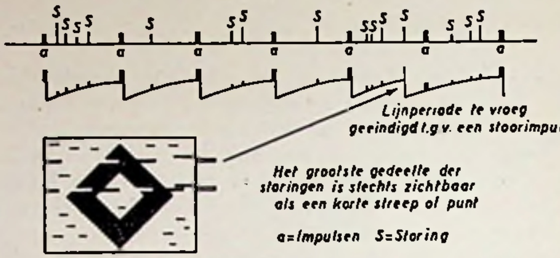
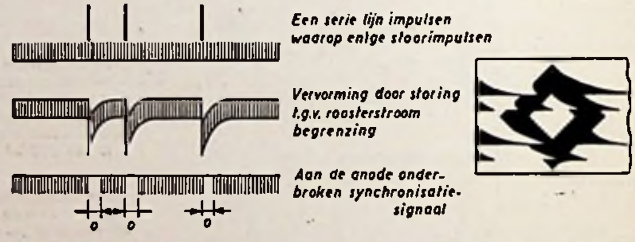


Fig. 3

Storing door impulsen (b.v. bougievonken). Enkele lijnen worden voortijdig beëindigd.

als de lijnimpulsen, kunnen ze voortijdig de lijn beëindigen. Meestal duren ze echter niet zo lang en dan liggen er zo ongeveer 3 lijnen verkeerd (fig. 3).
Helaas ligt hier het grote gevaar ergens anders en wel in de synchronisatiescheider, waarvan het rooster gedurende 10 à 20 lijnen opgeladen kan blijven. In figuur 4 zien we de stoorpieken vèr boven de syncpulsen uitschieten; er ontstaan „gaten" in de reeks impulsen die aan de anode van de synchronisatiescheider verschijnen.
De lijnoscillator is gedurende die „gaten" ongesynchroniseerd en het resultaat zien we op het plaatje rechts, terwijl een foto van het beeldscherm voor zichzelf spreekt: de lijnoscillator is op hol geslagen.

a



b

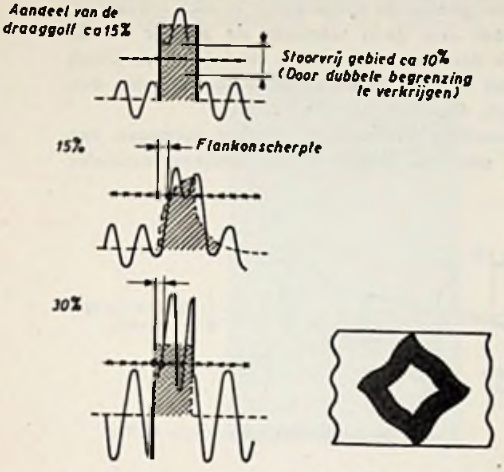
Fig. 4

Impulsstoringen die door de roosteroplading van de synchronisatiescheider het beeld onherkenbaar maken.
a) Door een stoorimpuls worden hele series gelijkklooptekens onderdrukt. Gedurende deze onderdrukking is de lijnoscillator ongesynchroniseerd.
b) Invloed op het beeld.

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

STORINGEN

Draaggolfstoringen hebben feitelijk dezelfde uitwerking als ruisstoringen. De flankonscherpte is afhankelijk van de amplitude van de storing (fig. 5). We moeten hierbij nog



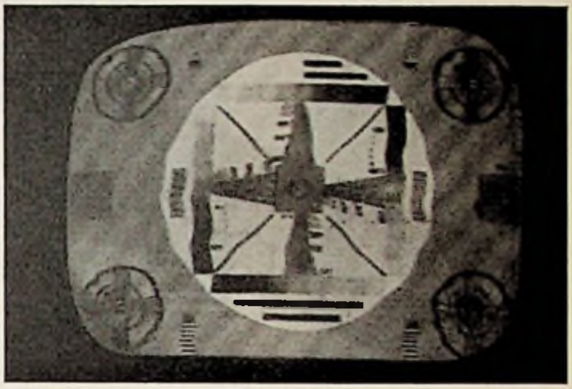


Fig. 5a

Draaggolfstoringen hebben dezelfde invloed als ruisstoringen. De flankonscherpte is afhankelijk van de amplitude van de storing.

Fig. 5b

Invloed op het beeld

even opmerken, dat die flanksteilheid van de lijnsyncpuls op zichzelf al behoorlijk geleden kan hebben wanneer het „kanaal" te smal is. Met dat kanaal bedoelen we de m.f. versterker en de weg van video-eindbuis tot synchronisatiescheider.

Geesten zijn het gevolg van reflecties van de TV-signalen tegen hoge muren, waardoor het gewenste TV-signaal tweemaal na elkaar op de antenne belandt en dus vlak na elkaar o.a. twee lijnsyncpulsen afgeeft.

Bromstoringen treden op, wanneer de raster-frequentie aan de zenderzijde gekoppeld is aan het lichtnet en de ontvanger aangesloten is op een ander net.

DIRECTE SYNCHRONISATIE

Nu zijn de frequentieverschillen tussen verschillende netten heus niet zo groot, dat de rastersynchronisatie daar erg onder zal lijden, maar erger wordt 't met de lijnsynchronisatie, want die is met het oog op de interliniëring aan de zenderzijde vastgekoppeld aan de rasterfrequentie. De lijnfrequentie is daardoor dan helemaal niet konstant en om nu lijnsyncmoeilijkheden te ontgaan moeten we de lijnsyncpulsen flink vergroten willen ze bij te vroeg optreden nog boven de kantellijn uitkomen.

Maar ja, bij versterking van de syncpuls wordt de ruis natuurlijk óók weer mede versterkt en hiermede openen we weer de deur voor ontijdige synchronisatie door een storingspiek.

We zien, dat er nogal veel moeilijkheden zijn om onze lijn-

synchronisatie in de war te sturen; vanzelfsprekend heeft men bij het Negatieve beeldmodulatiesysteem (C.C.I.R.) hier méér last van dan bij het Positieve systeem, maar toch heeft ook dat systeem er nog wel last van.
Men heeft ijverig gezocht naar een methode om de lijnoscillator zéér stabiel te houden. Hierbij is o.a. gedacht aan met een kwartskristal gestuurde lijnoscillator in elke ontvanger, die zelfs rustig door zou gaan wanneer de zender uit de lucht ging. Toch is dat niet uitvoerbaar, omdat het praktisch niet doenlijk is om zovele kwartskristallen op precies één frequentie te slijpen, afgezien van de kosten.
Een praktisch uitvoerbare methode vormt het invoegen van een trillingskring, een L-C kring in de blokkeer-oscillator (fig. 6 en 7).

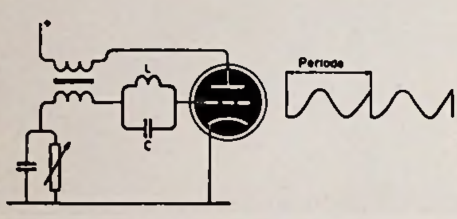


Fig. 6

Gestabiliseerde oscillator. Rechts het spanningsverloop over de L—C kring. De eigenfrequentie is hoger dan de lijnfrequentie.

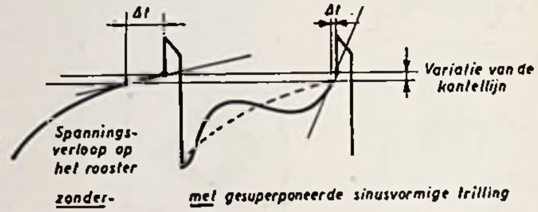


Fig. 7

Spanningsverloop met en zonder stabilisatie

De kring wordt tijdens elke cyclus van de blocking-oscillator „aangestoten", zoals we dat noemen, waarna hij in zijn eigen frequentie „uittrilt". Nu duurt dat uittrillen hier natuurlijk niet veel langer dan één periode; daar krijgt hij de kans niet voor. De grap zit nu in het „stijl" maken van de kromme, die het spanningsverloop op het rooster aangeeft. In fig. 7 zien we links het normale verloop, waarbij de kromme tijdens het laatste deel van de héénslag vrijwel horizontaal komt te liggen. Door nu die „sinus" te superponeren, te enten op die heenslagkromme, krijgen we de rechtse figuur, waar dat eind van de kromme nu steil oploopt (fig. 7 rechts). Wil nu een stoorimpuls zijn ongewenste uitwerking geven, dan moet die een flinke amplitude hebben, anders haalt hij de kantellijn niet.
Nu zou iemand de vraag kunnen stellen: hoe komt die sinus nu altijd precies in de juiste „houding", dus in de juiste faze ten opzichte van de zaagtand? Toch kan dit niet anders: door de terugslag raakt de kring geheel in rust; het uitslingerverschijnsel is afgelopen. Wanneer nu de nieuwe héénslag weer begint dan wordt tegelijkertijd de kring aangestoten.
We zien in fig. 6, dat de heenslagperiode van de zaagtand net zo lang duurt als 1½ periode van de L—C kring; de eigen frequentie van die L—C kring is dus hoger dan de zaagtandfrequentie, die 15625 Hz bedraagt. Ook de multivibratoren, die bij de horizontale afbuiging vaak toegepast worden, zijn vaak aldus gestabiliseerd (fig. 8). Hierbij is in de regel de zaagtandfrequentie gelijk aan de eigen frequentie van de L—C kring.
In het algemeen kunnen we zeggen, dat voor lijnoscillatoren een hoge graad van stabiliteit vereist wordt, hoger dan voor de rasteroscillatoren. Want al doen we nu nóg zo ons best

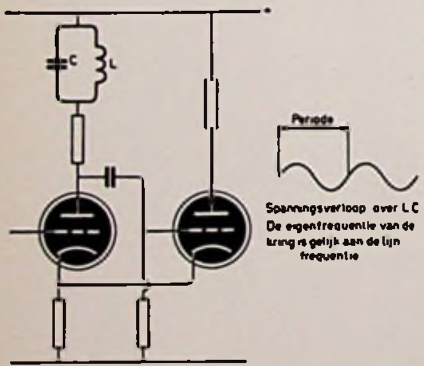


Fig. 8

Een met een L—C kring gestabiliseerde multivibrator

om d.m.v. een breed videokanaal een goede weergave van kleine details in ons TV-beeld te verkrijgen, onze moeite is geheel vergeefs wanneer we niet tevens ervoor zorgen, dat de lijnen goed onder elkaar vallen.
Zelfs al zit er 10 % ruis in ons beeld, dan is dat wel niet mooi, maar nog lang niet zo hinderlijk als b.v. een onderlinge verschuiving van twee onder elkaar liggende lijnen van b.v. 10 % van de lijnlengte. In de figuren 9, 10 en 11 zien we

Fig. 9

Fig. 10

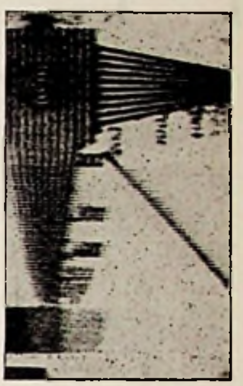


Fig. 11

drie beelden met gelijk ruispercentage. Bij fig. 9 is de lijnoscillator geheel ongestabiliseerd (Multivibrator). Het beeld van fig. 10 is verkregen met een ongestabiliseerde blockingoscillator. Het beeld van fig. 11 is verkregen met een gestabiliseerde blocking-oscillator, terwijl tevens een automatische frequentiecorrectieschakeling is toegepast; deze wordt hieronder nader beschreven. Het verschil met de beelden 9 en 10 is onmiskenbaar.
In fig. 12 zien we nog eens een tekening van de beeldrand, waarvan we in fig. 2b de foto zagen; het is duidelijk, dat de afwijkingen schommelen om een gemiddelde waarde.
De conclusie is echter: ruis in het beeld is niet zo erg als ruis in de synchronisatie.
Natuurlijk heeft men gezocht naar stabilisatiemethoden; er zijn er verschillende gevonden. Bij de tot dusver besproken lijnoscillatoren geschiedt de synchronisatie door middel van syncpulsen, die we zo veel mogelijk van ruis hebben ontdaan, We noemen dit de directe synchronisatie, omdat we rechtstreeks met de puls op de lijnoscillator terecht komen.

Fig. 9
Hier werd een niet gestabiliseerde multivibrator met impulsen gesynchroniseerd

Fig. 10
Hier werd onder dezelfde omstandigheden een blokkeeroscillator gebruikt

Fig. 11
Hier werd gebruik gemaakt van een automatische frequentieregelschakeling en een gestabiliseerde blokkeerschakeling

Fig. 12

De afwijkingen van de lijnen variëren om een constante gemiddelde waarde (zie ook fig. 2b)

INDIRECTE SYNCHRONISATIE

Eén van de geslaagdste methoden om tot groter stabilisatie te komen is de indirecte synchronisatie. We gaan hierbij van de volgende grondgedachte uit: We moeten zien van die vaak door ruis misvormde syncpulsen een goede syncpuls te maken; hebben we die eenmaal, dan gaan we daarmee de blockingoscillator aanstoten. Er komt dus een orgaan te zitten tussen de sync. begrenzer en de blocking-oscillator. Voor dat orgaan kunnen we b.v. kiezen een sinus-oscillator, een gewone a.f. oscillator, die b.v. door een teruggekoppelde triode gevormd kan worden; we waken er voor, dat die terugkoppeling niet zo

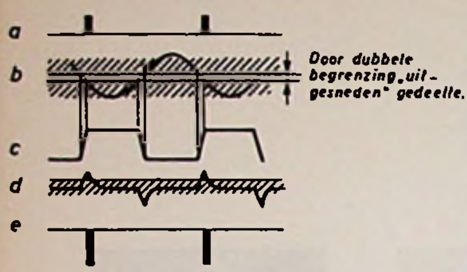


Fig. 13

Spanningsverloop van de schakeling uit fig. 14

sterk is als bij de blocking-oscillator. Nu is een sinuskromme niet bepaald geëigend om een blocking-oscillator te sync-en; via enige manipulaties maken we van die sinus een echte syncpuls.
Eerst vergroten we de amplituden van de sinus; door dubbele begrenzing houden we een soort blokpuls over; door differentiëring krijgen we een positief en een negatief pulsje aan resp. het begin en 't eind van die blokpuls; tenslotte blijft de puls, die van 't vóórfront van het blokje afgeleid is, over en die stoot nu, volkomen zonder ruis, de blocking-oscillator aan. We zien deze verschillende krommen en pulsvormen in fig. 13.
Nu weten we wel uit de radiotechniek, dat de kwaliteit van die kring, de Q, heel belangrijk is. Hoe beter de kring, des te groter is de amplitude van de opgewekte spanning, die een sinusvormig verloop behoort te hebben. In de zendtechniek noemen we zo'n kring een tank-kring of een v l i e g-w i e l k r i n g. Nu liggen de verschillende punten van overeenkomst met een vliegwiel-van-ijzer voor het grijpen: hoe zwaarder het is, hoe moeilijker het is om het op gang te krijgen. Maar loopt het eenmaal, dan zal een zwaar vliegwiel nog lange tijd door blijven draaien, ook al brengen wij het al lang niet meer op gang. Het gewicht van het vliegwiel komt hier overeen met de Q van de kring.
Voor ons doel is echter geen van de gebruikelijke oscillatorschakelingen zoals b.v. Colpitts of Hartley geschikt, want deze zijn min of meer onverstoorbaar en trekken zich niets aan van syncpulsen; neen, wij hebben een sinus-oscillator nodig die niet ongevoelig is voor syncpulsen. Wij vinden iets dergelijks in fig. 14, waar een syncpuls op het rooster van een

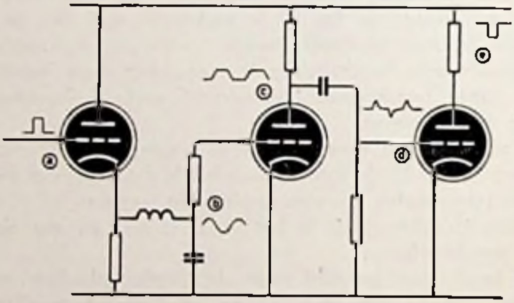


Fig. 14

Het weder opwekken van de impulsen m.b.v. een vliegwielschakeling met L—C kring

buis een L — C kring in de katodeleiding aanstoot. Wanneer we het bij één stoot laten zou die kring uittrillen zoals dat bij alle gedempte trillingen geschiedt; de frequentie blijft wel gelijk (de punten van de z.g. nuldoorgangen liggen overal even ver van elkaar af), maar de amplitude wordt bedenkelijk klein. Welnu, bij onze vliegwiel-oscillator krijgt onze kring bij elke syncpuls weer wat verhoogde levensmoed.

VLIEGWIELKRING

Wij hebben een vergelijking gezocht met het vliegwiel, maar een nog mooiere vergelijking vinden we in de schommel, die als een vorm van de slinger van Huygens te beschouwen is, evenals de slinger van de klok: de tijd waarin deze éénmaal héén en terug gaat, dus tik-tak, wordt uitsluitend bepaald door de l e n g t e van de slinger; en het gewicht dat er

aan hangt, of, om bij de schommel te blijven, door de lengte van de touwen en het gewicht van degene die er op zit. Of die nu héél hoog opzwaait of maar een meter ver (= amplitude), het aantal malen dat de schommel heen en weer gaat per minuut (= frequentie) blijft absoluut onveranderd. En we zien ook, hoe we een pulsvormige beweging (= duw aan de schommel) omzetten in een regelmatig heen en weer gaande (= oscillerende) beweging (= sinusvormige trilling). We kunnen het ook zó stellen, dat die L—C kring in de katode (of anode) kring van de buis slechts afgestemd is op de sinusvormige grondgolf van het pulsvormige verschijnsel, terwijl de ettelijke harmonischen (die met de grondgolf tezamen de blokpuls geven) niet tot uiting komen omdat de kring daarop niet is afgestemd.

In hoofdzaak wordt de frequentie dus door de eigenschappen van de kring bepaald en wanneer de pulsen maar zo ongeveer in de top vallen tussen vaste grenzen, dan verandert de frequentie niet; loopt de L—C kring echter te snel, of liever, komen de syncpulsen gemiddeld wat vroeger binnen, dan zal de frequentie wat trager worden, want dan treedt het uit de zendtechniek bekende „meesleepverschijnsel" op.

In fig. 15 zien we dat grappige vertikale sprongetje a boven

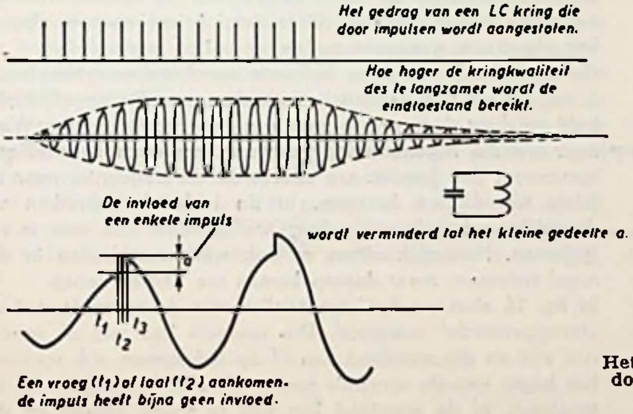


Fig. 15

Het gedrag van een L—C kring die door impulsen wordt aangestoten

in de sinustop. Welnu, dat is het uiteindelijk gevolg van de syncpuls.

Maar of die syncpuls nu op tijdstip t_1, t_2 of t_3 komt, dát doet er niet toe; de frequentie van de trilling wordt gehéél bepaald door de L en de C.

In fig. 15 zien we bovenaan tevens hoe die aan elkaar geregen sinusreeks er uit gaat zien; in het begin zien we moeizaam de amplitude omhoog gaan (= aandraaien van het vliegwiel). Loopt de zaak eenmaal, nu dan mogen er gerust één of meer syncpulsjes ontbreken: de kring draait gerust een paar slagen door met de vereiste regelmaat. Valt de sync helemaal weg, dan slingert de kring uit. Hoe beter de kringkwaliteit (= zwaarder het vliegwiel) des te langer oscilleert de kring door. Natuurlijk moet die kring niet al te goed van kwaliteit zijn, want dan zou de kring helemaal doorslingeren zonder zich iets van de sync aan te trekken.

Bij de tot dusver beschreven schakelingen hebben we de synchronisatie proberen te verbeteren, óf door het verkleinen van de stoorkansen (fig. 7), óf door het vervolmaken van de

syncpuls (fig. 2), waarbij een normale oscillatorschakeling werd toegepast, terwijl we tenslotte in fig. 14 een methode vonden, waarbij de blocking-oscillator door een ingebouwde sinus-oscillator in de pas wordt gehouden, terwijl deze sinus-oscillator via een mede-sleepverschijnsel synchroon met de zender wordt gehouden.

FAZE-DISCRIMINATOR-SCHAKELINGEN

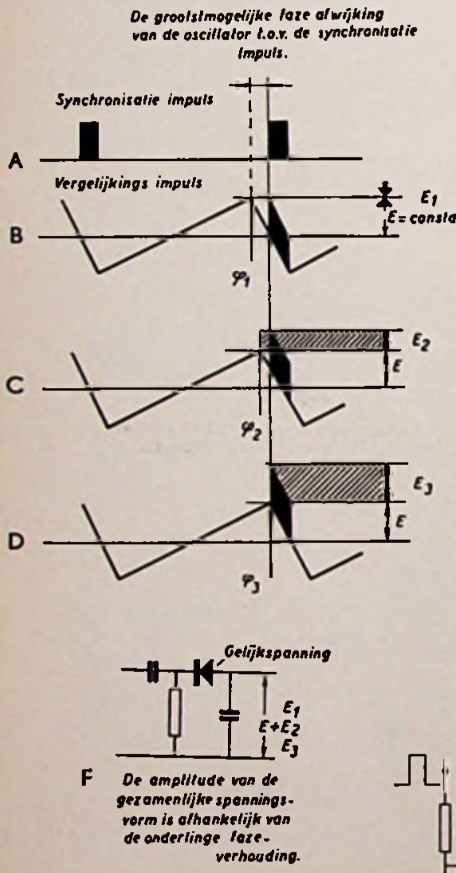
Toch blijken deze methoden nog niet de gewenste stabiliteit op te leveren en daarom past men a u t o m a t i s c h e f r e q u e n t i e r e g e l i n g e n (AFR) of f a z e - v e r g e l i j k s c h a k e l i n g e n toe, soms gecombineerd met de reeds genoemde vliegwielschakeling.

Ook in de nu volgende schakelingen wordt gebruik gemaakt van normale blocking-oscillator of multivibrator-schakelingen, waarbij de syncpuls nimmer r e c h t s t r e e k s de oscillator bereikt. Deze oscillatoren stoten tenslotte hun horizontale (of lijn-)eindafbuigkring aan en uit die eindkring nu halen we de zaagtand en brengen die samen met de inkomende syncpuls. Wanneer die oscillator nu zo maar uit zichzelf op de juiste frequentie zou werken, ja, dan vallen die zaagtandjes natuurlijk mooi samen met de syncpulsen. We begrijpen echter wel, dat dit te mooi is om waar te zijn: in het algemeen genomen zullen ze n i e t samenvallen.

De aardigheid van deze indirecte synchroniseerschakelingen is nu, dat we dan gebruik gaan maken van die ongelijktijdigheid en door deze om te zetten in een regelspanning. Wanneer we die regelspanning nu weer aan onze lijn-oscillator toevoeren, dan kunnen we daarmede de frequentie naar de juiste waarde toe brengen. In de techniek gebruiken we dergelijke schakelingen vaker; we spreken dan van servo-systemen. Natuurlijk zitten er ook weer narigheden in die regel-systemen, maar daarop komen we vanzelf terug.

In fig. 16 zien we het samenvallen van de syncpuls met de „teruggevoerde" zaagtand. Die syncpuls kan met of zonder ruis zijn en die zaagtand kan óf op tijd komen, n.l. wanneer het begin van de syncpuls samenvalt met het begin van de terugslag, óf de zaagtand kan wat te vroeg komen en dat gebeurt wanneer de frequentie van de zaagtandoscillator hoger is dan die van de zaagtand in de zender.

Bij detectie zal de condensator steeds opgeladen worden tot aan de piekspanning van het signaal dat we gelijkrichten of mengen; welnu, hoe mooier de syncpuls samenvalt met het begin van de terugslag, des te hoger is de spanning, die achter



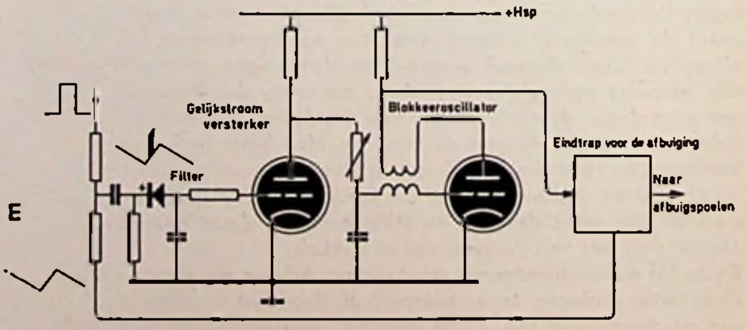


Fig. 16

Principeschakeling van een faze-afhankelijke lijnregeling

de gelijkrichter over de C verkregen wordt (fig. 16F). In de figuur 16D is dit het geval en boven de gelijkgerichte spanning E van de zaagtand (die constant blijft) komt nu bovendien E3, die hoger is dan E2 of E1, in de daarboven getekende toestanden B en C, waar de zaagtand te vroeg komt of te snel loopt (te hoge frequentie heeft).
In figuur 16E zien we hoe deze pulserende gelijkspanning door een buis, die als gelijkstroomversterker geschakeld is, versterkt wordt en terechtkomt op het rooster van de blocking-oscillator. De hoogte van deze spanning bepaalt uiteindelijk de instelling van de blokkeer-oscillator en dus de frequentie van de lijn-zaagtand.
Dit rooster is voor de variatie niet met massa maar met + hoogspanning verbonden, om een snelle terugslag te verkrijgen; een condensator verbindt het rooster met aarde.
De uiteindelijke syncpuls komt in de eindkring voor de lijnafbuiging terecht en van daar op de horizontale afbuigspoelen; een aftakking gaat terug naar de ingang van de schakeling. We spreken hier van faze-afhankelijke lijnregeling; helaas kunnen zich hierbij nog grote verdrietelijkheden voordoen. Want het is zo eenvoudig gezegd: „de hoogte van deze gelijkspanning bepaalt uiteindelijk de frequentie van de lijnzaagtand", maar als een commando tot veranderen van de frequentie door de blocking-oscillator te letterlijk wordt opgevat, zien we de frequentie, die b.v. te laag was, plotseling te hoog worden. Er volgt dan een commando: langzamer, maar ook dat wordt overdreven en zo zijn de commando's en de uitvoering telkens met elkaar in tegenspraak; we spreken dan van „hunten". Wat ons hier ontbreekt is een filter met de juiste tijdconstante, die het systeem de tijd geeft om een commando uit te voeren, zonder overdrijving.
Een schakeling voor automatische frequentie-correctie, waarin een dergelijk filter is opgenomen, zien we in fig. 17. De regelbuis is hier geschakeld als katodevolger,

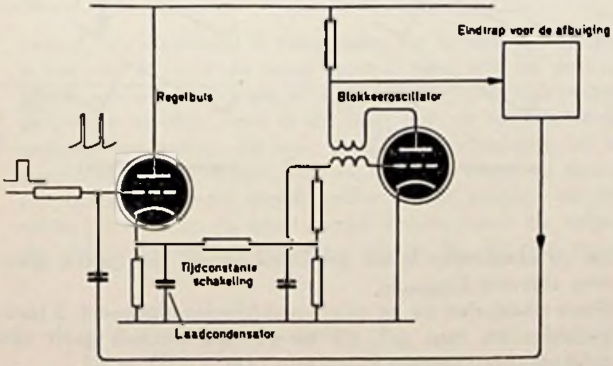


Fig. 17

AFR-schakeling met blokker-oscillator

waarbij de gelijkrichting met behulp van de katodeweerstand en condensator wordt verzorgd; met de koppelweerstand naar de blocking-oscillator wordt tevens de tijdconstante vastgelegd.
In het kort zullen we nog enige andere systemen voor auto-

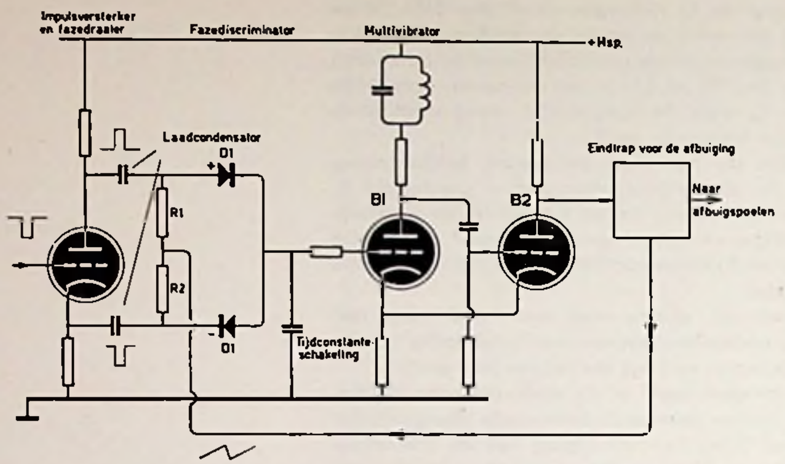


Fig. 18

Fazediscriminator met zaagtand-vormige spanning

matische frequentie-correctie bespreken. In fig. 18 zien we een schakeling met een multivibrator. De ingangsbuis vormt een soort balansingang: de weerstand in het katodecircuit is even groot als in het anodecircuit; we herkennen een bekende „fazedraaier" voor balansversterkers.

De inkomende blokpuls komt dan ook zowel aan de anode als aan de katode te voorschijn, maar die zijn in tegenfaze. Op het elektrisch middelpunt van de schakeling komt de teruggevoerde zaagtand uit de eindtrap terecht. De spanning op het rooster van de 1e buis van de multivibrator hangt af van de positie van de blokpulsen t.o.v. de zaagtandpuls; een R–C filter geeft de nodige stabiliteit aan deze schakeling, die een f a z e - d i c r i m i n a t o r genoemd wordt.

In fig. 19 zien we de werking toegelicht. Het is wel duidelijk,

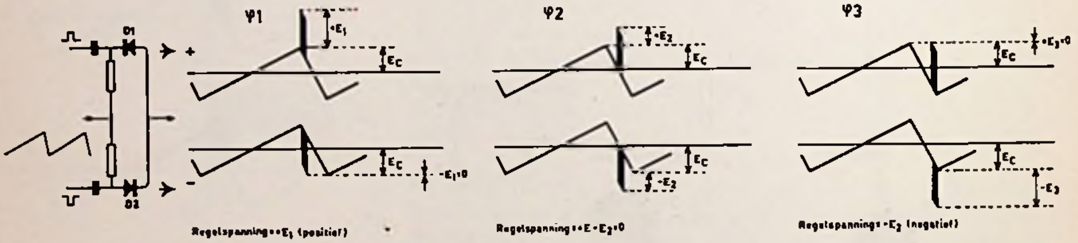


Fig. 19

Zaagtanden in faze, pulsen in tegenfaze

dat de zaagtanden in elk der beide takken een gelijke spanning afgeven: $E_{c(onstant)}$.

Naast elkaar zien we nu drie mogelijkheden afgebeeld, 3 fazegesteldheden, resp. $\varphi 1$, $\varphi 2$ en $\varphi 3$. De blokpuls geeft een gelijkgerichte spanning E; we zien resp. E1, E2 en E3.

We zien achtereenvolgens de optelsommetjes Ec en E1, Ec + E2 en E1, Ec + E3, zowel voor de diode D1, als de diode D2. We zien nu, dat in faze-toestand $\varphi 2$ de spanningen aan D1 even groot zijn als aan D2; de regelspanning is dus nul volt.

In toestand $\varphi 1$ zijn Ec boven en beneden gelijk; E1 boven is echter veel groter dan E1 beneden en zo zien we, dat Et2 een positieve spanning voorstelt.

In toestand $\varphi 3$ is E3 boven véél kleiner dan E3 beneden, waardoor Et3 een negatieve spanning voorstelt.
Welnu, onze multivibrator zal, op het rooster van B, wel weten te reageren op deze hogere of lagere spanning; een filter met geëigende tijdconstante voorkomt het „hunten", terwijl men soms gebruik maakt van een dubbel filter (fig. 19a).
Er bestaan nog vele andere schakelingen die ieder op zich zelf interessant zijn; we moeten ons echter beperken tot het bovenstaande en gaan nu over tot de

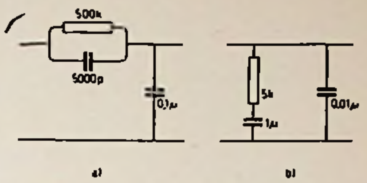


Fig. 19a

Schakeling met dubbele tijdconstante voor het onderdrukken van oscillaties (hunting) in het regelsysteem. De lading van de grote condensator verandert slechts langzaam, maar volgt daardoor frequentievariaties over een groot bereik. De kleinste condensator volgt daarentegen de snelle variaties over kleiner bereik. Praktisch bereiken we daarmee, dat ondanks een grote tijdconstante de gemiddelde spanning Es bij kortstondige storingen zich steeds in het midden van het vanggebied bevindt.

EINDTRAP VOOR HORIZONTALE AFBUIGING

Evenals bij de vertikale afbuiging is het ons doel om de spot over het scherm te drijven, maar toch zijn er aan deze afbuiging meer moeilijkheden verbonden dan aan de vertikale afbuiging, voornamelijk omdat de bewegingen zich hier zoveel sneller afspelen.

TIJDCONSTANTE

Het is noodzakelijk dat we wat dieper ingaan op de tijdconstante van de afbuigspoelen. We zagen reeds eerder, dat de combinatie van een weerstand en een condensator gekenmerkt kan worden door de tijdconstante; het begrip tijdconstante kon hierbij aannemelijk gemaakt worden als de tijd T, waarin de spanning over de condensator 2/3 van de batterijspanning bereikt heeft. In fig. 20 zien we die conden-

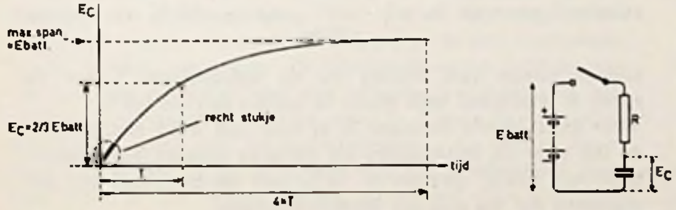


Fig. 20

Verloop van de spanning Ec over een condensator C, die via een weerstand R uit batterij met spanning E batt geladen wordt. De tijdconstante is T, de tijdsduur waarin de spanning over de condensator 2/3 van de batterij spanning bereikt heeft. Na een tijd die gelijk is aan ca. 4 × T heeft Ec de waarde van E batt. bereikt.

sator C via weerstand R aangesloten op batterij E. Misschien is het niet zo voor de hand liggend, maar ook bij de combinatie van een weerstand en een spoel kan over tijdconstante gesproken worden. Toch is dit weer niet zo moeilijk te begrijpen. We weten, dat een spoel een zelfinductie bij het aansluiten op een stroom, zich zal verzetten tegen de stroomdoorgang. Dit verzet wordt echter steeds zwakker en tenslotte zal er door de spoel zoveel stroom lopen als volgens de wet van Ohm te berekenen valt. In fig. 21 zien we de

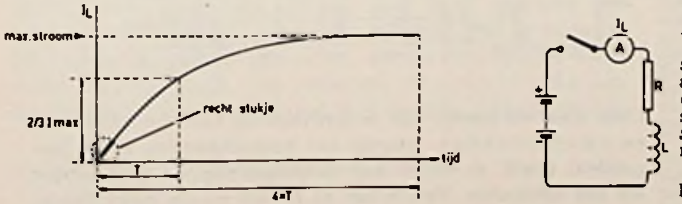


Fig. 21

Verloop van de stroom I_L door een spoel L, die over een weerstand R aangesloten is op een batterij met een spanning E batt. De tijdconstante is T, het tijdstip waarop de stroom door de spoel 2/3 van de maximale stroom I max. bereikt heeft. I max. is $\frac{\text{E batt.}}{\text{R}}$, waarbij R samengesteld is uit weerstand R en de spoelweerstand. Na een tijd van ca. 4 × T heeft de stroom die maximale waarde bereikt.

serieschakeling van spoel L, weerstand R en batterij met spanning E. Welnu, als volgens Ohm de stroom I zou moeten zijn, dan is de tijdconstante de tijd, die nodig is om een stroom

te bereiken, die 2/3 van de eindwaarde I bedraagt, dus 2/3 I. Evenals bij de condensator zijn de waarden van de onderdelen bepalend voor de tijdconstante. In dit geval dus L en R. Bij de condensator is de tijdconstant, T = R × C, bij de spoel is het: $T = \frac{L}{R}$. De tijdconstante is bij de spoel dus omgekeerd evenredig met de weerstand R, d.w.z. hoe g r o t e r R is, des te k l e i n e r is de tijdconstante, dus hoe g r o t e r R is, des te g r o t e r is de tijdconstante en omgekeerd.
We weten nu wat de tijdconstante voor een combinatie van spoel en weerstand betekent en gaan nu even zien, wat dat met onze horizontale afbuiging te maken heeft.
Ook hierbij willen we een lineair verlopende zaagtand hebben, of juister gezegd: de heenslag moet lineair zijn, hetgeen dus meebrengt, dat het stroomverloop door zowel de spoel als de eindbuis lineair moet zijn.
We gaan eerst nog eens even de e-kromme van de spoel bezien. We hebben de tijdconstante, dus de tijd die nodig is om 2/3 van de normale stroom te bereiken, T genoemd; de normale stroom wordt meestal bereikt in 4 × die tijd; we kunnen dus zeggen, dat het kromme gedeelte ca. 4 × T duurt.
Willen we nu, dat de stroom door de spoel lineair t.o.v. de tijd verloopt, wel, dan moeten we zorgen, dat we in het eerste stukje van de e-kromme gaan werken, want dat is nagenoeg recht. Omdat de heenslagtijd t van de horizontale zaagtand gegeven is, n.l. $\frac{1}{15625}$ sec. — 10 % en hieraan niet te tornen valt, dienen we de tijdconstante T van de spoel + weerstand véél groter te maken dan die tijd t.
Voor goed begrip herinner ik er hier nog even aan, dat we de tijd voor de lijnterugslag als verloren moeten beschouwen voor ons beeld; daarom is 10 % van de zaagtandduur het maximum dat we daaraan besteden mogen.
In fig. 22 zien we heel mooi hoe de krommen zich gedragen bij verschillende tijdconstanten.

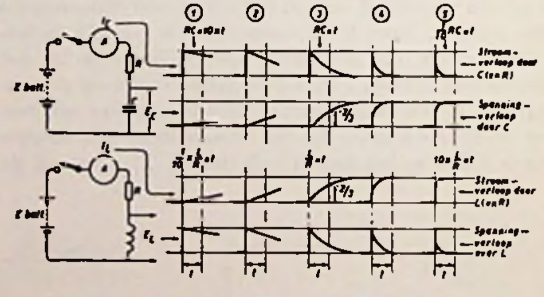


Fig. 22

Boven: verloop van spanning en stroom, wanneer een condensator op een gelijkspanningsbron wordt aangesloten via een R. Situatie links (onder 1) tijdconstante T = RC groot t.o.v. de beschouwde tijd, in dit geval één horizontale zaagtandperiode. Situatie rechts (onder 5) RC is klein t.o.v. de beschouwde tijd L.
Onder: verloop van spanning en stroom wanneer een spoel op een gelijkspanningsbron is aangesloten via een R. Situatie links (onder 1) tijdconstante RC is klein t.o.v. de tijd t; rechts (onder 5) tijdconstante RC is groot t.o.v. de tijd t.

Links zien we boven een serieschakeling van w e e r s t a n d en c o n d e n s a t o r, waarop een spanningsprong wordt losgelaten, d.w.z. er wordt een gelijkspanning op aangesloten via een schakelaar. Rechts van de R zien we de verschillende spanningsverlopen over de R; rechts naast de C zien we hoe de spanning over de C verloopt. Bij 3 hebben we te maken met het geval, dat de tijd t gelijk is aan RC, dus aan T; we

zien de ons bekende e-kromme. Onder 1 zien we het geval dat t slechts $\frac{1}{10}$ van T bedraagt; dat is dus het bovenbedoelde „rechte" stukje. Onder 5 zien we het geval, dat t 10 × zo lang is als T. Onder 2 en 4 zien we tussenvormen.

Op het onderste plaatje zien we een spanningssprong losgelaten op de s p o e l, onder 3 weer het geval dat t gelijk is aan $\frac{L}{C}$, dus aan de tijdconstante T, onder 1 het voor ons belangrijke geval, dat T tien maal zo groot is als t en het verloop van de stroom dus lineair is; onder 5 het geval, dat t slechts 1/10 van T bedraagt: een differentiatiekromme, die hier onbelangrijk is. Onder 2 en 4 zien we weer tussenvormen.

Uit deze krommen zien we overigens duidelijk, dat de lineair verlopende zaagtand-stroom verkregen wordt, wanneer de gebruikte tijd t kort is in verhouding tot de tijdconstante T; verder zien we, dat de stroom door een gewone schakelaar gesloten wordt. Willen we dus met een buis dit stroomverloop verkrijgen, dan behoeven we niets anders te doen dan de buis wèl of niet „open" te zetten. Met andere woorden: op het rooster behoeft geen zaagtandkromme te staan; een blokpuls zou zo op het oog wel voldoende zijn en de buis is dan een „schakelbuis", d.w.z. een schakelaar, die door een impuls op het rooster bestuurd wordt.

In fig. 23 zien we nu het spanning- en stroomverloop over een spoel in de stroomkring. We moeten hier even er de nadruk op leggen, dat we hier éénmaal de stroom inschakelen en na verloop van enige tijd uitschakelen; we hebben hier dus nog niet te maken met een regelmatig terugkerend verschijnsel. De spanning over de spoel is, zolang de schakelaar gesloten is, gelijk aan de batterijspanning: de stroom neemt mooi lineair toe; de spanning valt weg als de schakelaar open gaat (punt 2). De stroom die tot nu toe zo mooi geleidelijk toenam, valt plotseling geheel weg. De spanning over de spoel neemt op hetzelfde ogenblik dat de schakelaar opengezet werd af tot nul en krijgt nu een zeer hoge negatieve waarde. We zagen dit al in een vorige les. Waarom gebeurt dit nu? Kijk, in feite zit het zo: bij het sluiten van de schakelaar neemt die stroom regelmatig toe: elke volgende micro-seconde wordt hij steeds vermeerderd met een zéér bepaalde, even grote, waarde en zo spreken we van een lineair toenemende stroom. En die lineairiteit verkregen we door juiste keuze van spoel L en weerstand. Maar wanneer we de stroom niet „afknijpen" volgens dezelfde lijnen van geleidelijkheid maar plotseling, zal een zéér hoge spanning van tegengestelde polariteit opgewekt worden. Het is namelijk bij spoelen en transformatoren zó, dat de s n e l h e i d waarmede het magnetisch veld verandert, de a m p l i t u d e van de opgewekte spanning bepaalt. Een formule, waarop we belist niet verder zullen ingaan, luidt n.l. $E = L \times \frac{di}{dt}$ (volt); de ingewijden in de hogere wiskunde weten wat dit zeggen wil. Wat we echter wèl moeten weten, is, dat de s n e l h e i d waarmee het uitschakelen geschiedt geheel afhangt van de

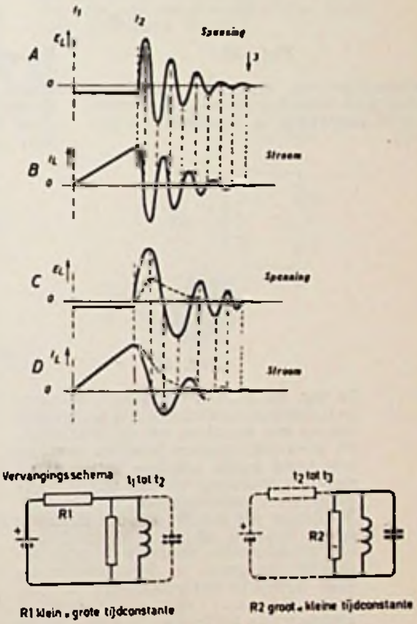


Fig. 23

Een spoel, die op tijdstip t_1 met een batterij verbonden wordt en op tijdstip t_2 wordt uitgeschakeld. Na het uitschakelen loopt de spanning (curve A) op in tegengestelde richting, om na enige malen heen en weer gependeld te zijn op nul te komen (t_3). De stroomkromme B laat een mooi lineair verloop zien gedurende de tijd dat de spanning aangesloten is (t_1—t_2).
Het „uitslingeren" geschiedt in een bepaalde frequentie die afhankelijk van de zelfinductie van de spoel en van de eigencapaciteit; in fig. B en C zien we de stroom- en spanningkrommen voor een spoel met lagere eigenfrequentie. In fig. C en D wordt het verloop van resp. spanning en stroom als stippellijn getekend wanneer de kring met een weerstand gedempt is; het uitslingeren beneden de nullijn verdwijnt daardoor.

tijdconstante en de eigen capaciteit van de afbuigspoel. We zullen dadelijk zien hóé.
Nu zien we in fig. 24 een „ideale" spannings- en stroomkromme, waarbij de L geen ohmse weerstand bezit; in fig. 25

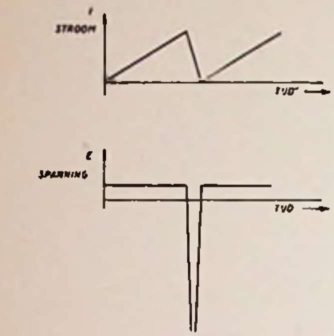


Fig. 24

Spanning- en stroomverloop van zaagtand, waarbij geen ohmse weerstand aanwezig is (theoretisch geval).

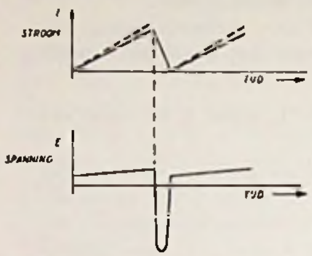


Fig. 25

Spanning- en stroomverloop als bij fig. 24, doch thans is ohmse weerstand in de spoelen aanwezig. Verderop in de les zullen we zien hoe deze krommen verkregen zijn (fig. 39).

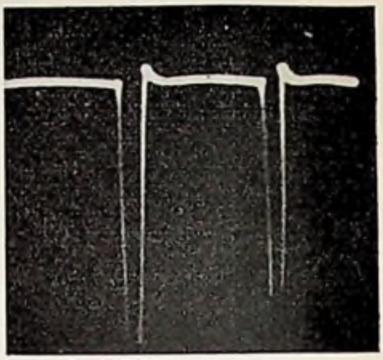


Fig. 25a

Beeld op de oscilloscoop van de spanning over de afbuigspoelen (zagen we reeds getekend in fig. 25)

zien we de werkelijkheid, waarbij dus de spanningskromme een toename vertoont en de stroomkromme een bepaalde afname, tijdens de heenslag, waarbij de R dus zijn invloed doet gelden. In fig. 25a zien we een foto van de spannings-

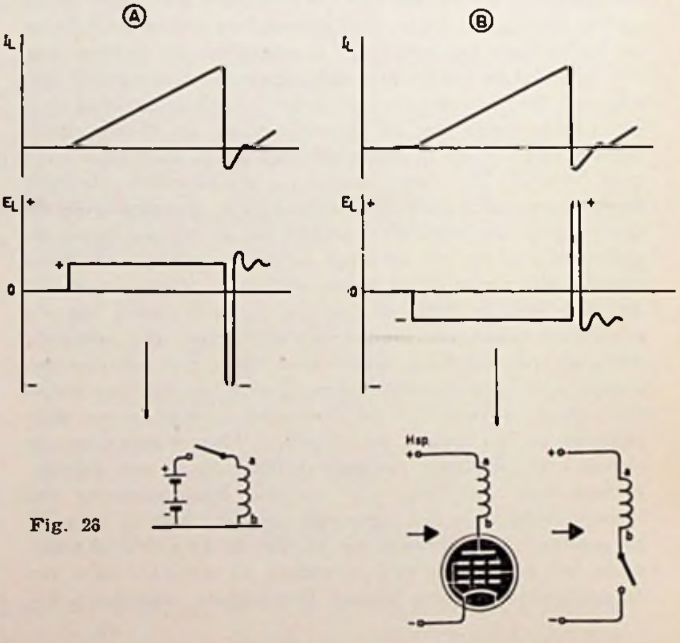


Fig. 26

kromme, en zowel bij de tekeningen als op de foto zien we een flinke spanningspiek.

We weten nu, dat $\frac{L}{R}$ groot moet zijn om een lineair verloop

Fig. 26

In fig. 23 hebben we gezien hoe een gelijkspanningsbron werd aangesloten op een spoel en uit de spanning- en stroomkrommen konden we ons een goed beeld vormen van wat er gebeurt wanneer we die spanningsbron weer uitschakelen.
Wanneer we nu de stroom door de spoel sluiten of verbreken d.m.v. een schakelbuis, zoals in de praktijk steeds het geval is, dan hebben we met dezelfde verschijnselen te maken. Maar . . . die verschijnselen kunnen ook andersom liggen. Om nu een inzicht van de polariteit te krijgen, tekenen we nu in fig. 26a het verschijnsel, zoals het meestal getekend wordt, waarbij punt b vast aan aarde (= minklem ligt) en punt a positief gemaakt wordt t.o.v. aarde; de uitschakelspanningspiek is dan negatief. In fig. 26b zien we de schakeling van de buis, waarbij punt b verbonden is met de plusklem van de anodevoedingsbron; dit punt ligt dus aan een vaste spanning. Gaat de buis nu stroom trekken, dan wordt op punt a in feite een negatieve spanning gezet; bij het uitschakelen van de stroom, dus als de buis een hoge Ri krijgt, vliegt punt a en dus tevens de anode van de buis naar een zeer hoge positieve spanning. Dit is dan ook de reden, waarom de eindbuizen voor de horizontale afbuiging de anode steeds boven op de glasballon hebben uitgevoerd (b.v. type PL 81). De kans op overslag tussen de aansluiting van de anode en de overige buiselektroden is dan gering.

te krijgen; we mogen dat zoeken in een grote L of/en een zeer lage R. Maar daarmede beheersen we de héénslag; de terugslag met die hoge spanningspiek zal ons echter moeilijkheden in de weg leggen. We hebben namelijk geheel over het hoofd gezien, dat die spoel stellig een eigen capaciteit C bezit. Bovendien zijn we ook bij de horizontale afbuiging min of meer gedwongen om een uitgangstransformator te gebruiken. Doen we dat n.l. niet en passen we de schakeling van fig. 27 toe, dan wordt het stroomverloop hoofdzakelijk bepaald door de (hoge) Ri van de pentode. Een voordeel is, dat we een mooie lineaire zaagtandstroom kunnen krijgen door maar een goede zaagtand op het rooster te brengen; we moeten dan echter zorgen, dat de reactantie van de spoel, R_L klein is t.o.v. die Ri. Dus: weinig windingen voor L. Maar omdat er nu eenmaal een bepaalde hoeveelheid ampère-windingen nodig zijn voor de afbuiging, zou die eindbuis zowat een halve ampère stroom moeten opbrengen. En dat valt niet mee.
De tijdconstante van de spoel speelt hier geen rol, dank zij die hoge Ri. Zouden we een grote spoel L nemen met lage R, dan zouden we een grote tijdconstante verkrijgen. We zouden dan met veel kleinere anodestroom toe kunnen, maar de hoge zelfinductie zou ons bij de terugslag opbreken, terwijl ook de hoge eigencapaciteit C ons moeilijkheden brengt.
Daarom gaan we naar de transformator toe en behoeven L niet laag te maken, maar moeten R wel zéér laag maken om $\frac{L}{R}$, dus de tijdconstante laag te houden (fig. 28).

De afbuigstroom door de spoel wordt flink groot, maar dank zij de transformator kunnen we toch met een bescheiden eindbuis volstaan. Alleen zitten we nog met de eigencapaciteit; de spoel (L1 en L2) heeft een geringe eigencapaciteit, die opgetransformeerd nog kleiner wordt.
De primaire van de afbuigtrafo heeft echter onvermijdelijk een zekere eigencapaciteit C (gestippeld getekend). Deze C geeft aan de spoel L het karakter van een trillingskring met een uitgesproken eigenfrequentie.
In het algemeen ziet men wel kans de spoelen en de transformator zodanig te ontwerpen, dat die eigenfrequentie hoog is ten opzichte van de heenslagfrequentie (15625 kHz), zodat de lineairiteit van de heenslag praktisch niet beïnvloed wordt. In fig. 28 zien we de schakeling van een eindbuis met transformator en afbuigspoelen. Tijdens de heenslag daalt de Ri van de buis door de positieve blokpuls op het rooster tot een paar honderd ohm (ca. 500 Ω), zodat we de buis gerust met een schakelaar mogen vergelijken. We tekenen dit nu nog eens in fig. 29, maar noteren, dat we in plaats van de batterijspanning nu spreken van anodespanning; Ri is de inw. buisweerstand.
Wanneer nu de heenslag afgelopen is treden de reeds genoemde spanningsverschijnselen op. De stroom valt nu niet terug op nul, maar krijgt ook een neg. waarde, wordt weer positief, kortom, we bespeuren een z.g. uitslingeringsverschijnsel ofwel een trilling, die uitsterft en dus een gedempte trilling is. De frequentie wordt bepaald door de L (= L1 + L2) en de C (de eigencapaciteit van de transformator).
In fig. 23a zagen we het uitslingeren van een spoel, die van

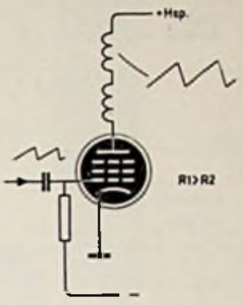


Fig. 27

De eenvoudigste (horizontale) afbuigschakeling: hoogohmige spoelen in de anodekring van de buis, die met een zaagtandvormige spanning gestuurd wordt.

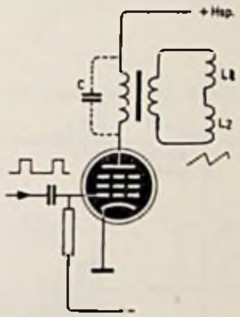


Fig. 28

Afbuigschakeling met uitgangstransformator. De buis wordt met een blokpuls gestuurd (zie fig. 29).

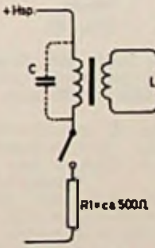


Fig. 29

De buis fungeert hier als schakelaar met Ri van ca. 500 Ω.

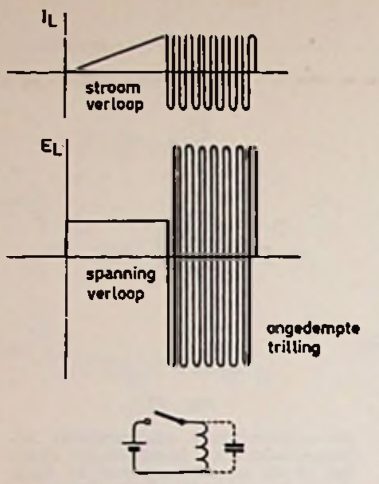


Fig. 30

Stroom- en spanningsverschijnselen aan een spoel, die wel een eigen capaciteit bezit maar géén ohmse weerstand. Z.g. ongedempte trillingen.

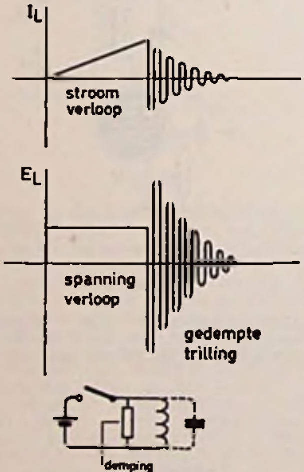


Fig. 31

Deze spoel bezit wèl ohmse weerstand; een gedempte trilling ontstaat (zie ook fig. 23 A en B).

de spanningsbron afgeschakeld wordt; in fig. 30 zien we dezelfde verschijnselen doch nu regelmatig terugkerend.
In de spanningskromme zien we hoe de spanning nul wordt en een zeer hoge negatieve waarde aanneemt, daarna weer een zeer hoge positieve waarde en zo gaat het maar door. Hoe lang? Nu, dat hangt helemaal af van de demping, dus de verliezen, waaronder we ten eerste de ohmse weerstand van de spoel zelf rekenen, maar waartoe ook de uitwendige weerstanden, parallel of in serie met de spoel geschakeld moet worden. In het denkbeeldige geval dat er in 't geheel geen verliezen zijn, zouden we met een z.g. *ongedempte* trilling te maken hebben, een gewoon doorlopende wisselstroom die genoegzaam bekend is uit de radiotechniek. De energie schommelt telkenmale heen en weer tussen de spoel en de condensator. We kunnen hierbij natuurlijk van een *frequentie* spreken; deze wordt bepaald door de zelfinductie van de spoel . . . en de eigencapaciteit C (zie het verschil tussen fig. 23 AB en CD).
In werkelijkheid is de spoel nooit zonder ohmse weerstand en zijn er nog andere verliezen; de kring „slingert" dus in korte tijd geheel „uit", hetgeen zeggen wil, dat de magnetische energie, die in de spoel was opgehoopt tijdens de gelijkstroomdoorgang, thans geheel vernietigd is, nadat die energie enige malen van spoel naar condensator en terug geschommeld is.

DEMPING

We spreken nu van een *gedempte* trilling, waarbij de eigenfrequentie van de kring geheel dezelfde kan zijn als in het geval van de ongedempte trillingen, want die frequentie wordt uitsluitend door L en C bepaald. In fig. 31 zien we de spanningsverloop van de gedempte uitslingering en daaronder het stroomverloop.
Nu zou het misschien het eenvoudigst lijken om die kring maar telkens rustig te laten uitslingeren, en pas als de rust weergekeerd is opnieuw de héénslag beginnen. Helaas gaat dat niet, want we hebben voor de terugslag maar $\frac{1}{10}$ van de gehele zaagtandperiode tijd bestemd (dus $\frac{1}{10}$ van $\frac{1}{15625}$ sec.) en we komen er op deze manier royaal overheen, helaas ten koste van de heenslagtijd (fig. 32).

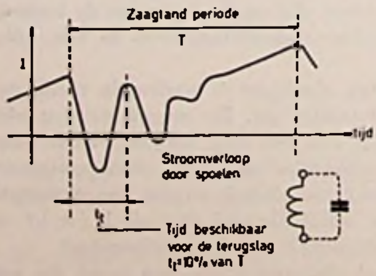


Fig. 32

De trillingskring is wèl gedempt omdat de spoel ohmse weerstand bezit maar slingert toch nog te lang uit, zodat de trillingen ten dele vallen in de tijd, die voor de heenslag bestemd is.

Nu is het betrekkelijk gemakkelijk om de demping te versnellen: plaats een weerstand van lage waarde over de kring (fig. 33) en de heenloop kan op tijd beginnen. Nu is dat min of meer een paardemiddel, want tijdens de heenslag zit die weerstand er natuurlijk óók en dan moet onze eindbuis óók de stroom door deze weerstand brengen.
Ook in de figuren 23 C en D zien we de invloed van deze weerstand. Nu zou men in de plaats daarvan een diode kunnen gebruiken (fig. 34). Maar hiermede kunnen we weer twee kanten uit, die geen van beiden naar het doel leiden (fig. 35). Een andere oplossing zou een zéér grote C zijn, die de eigen frequentie sterk verlaagt, maar ook dit is bij de héénslag zeer ongewenst.
Een mooie oplossing wordt gevormd door de combinatie van een condensator en een diode.
Deze schakeling zien we in fig. 36. Parallel over de spoel-met-eigencapaciteit zien we de condensator C, in serie geschakeld met de diode D.
Met onze verklaring moeten we ergens beginnen en dat doen we het best aan het eind van de héénslag. De Ri van buis B is heel laag, de spoel staat praktisch op de hoogspanningsbron aangesloten en door de spoel loopt een lineair toenemende stroom. Plotseling gaat de buis dicht, de stroom houdt op. De spanning over spoel L keert van richting om een punt a, dat eerst negatief was t.o.v. punt b krijgt nu een zéér hoge spanning t.o.v. de aarde.
Dit is de z.g. terugslagpiek. We laten die piek ongemoeid. Na een korte tijd, die zoals we weten afhangt van de eigenfrequentie van de kring, wordt punt a weer negatief t.o.v. punt b. Dat is dan de eerste spanningsgolftop van het „uitslingeren". Op dit ogenblik wordt de diode echter geleidend

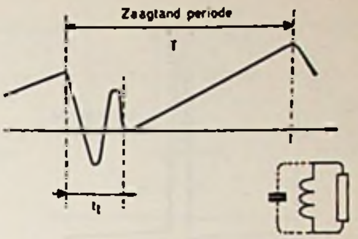


Fig. 33

Door een weerstand van zeer bepaalde waarde over de kring te brengen wordt deze z.g. kritisch gedempt. De heenslag kan op tijd beginnen (zie ook fig. 23 B en C, stippellijn).

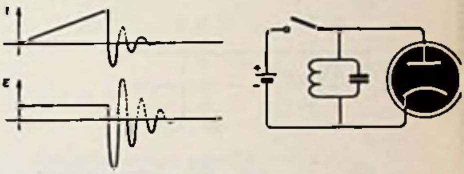


Fig. 34

Demping met een diode

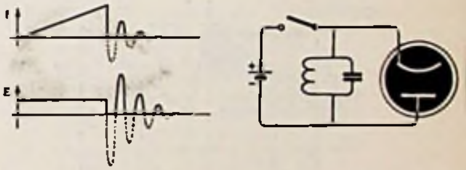


Fig. 35

Demping met een diode, doch andersom geschakeld als bij fig. 34.

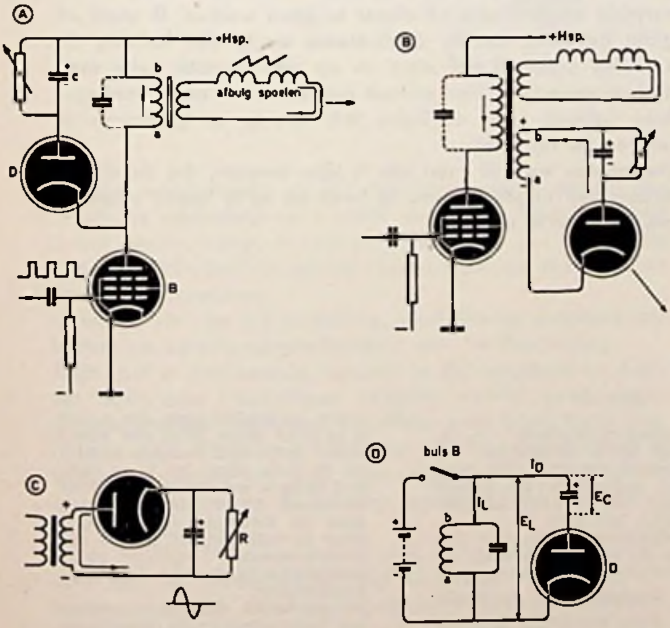


Fig. 36

Demping met een condensator en diode.

A. Grondvorm van de schakeling. Elektronenstroom loopt door spoel van a naar b (zie fig. 37A, heenslag).
B. Na de terugslag brengt de spoel zijn magnetische energie in de condensator via de diode (zie diodestroom I_D in 37 C).

Voor de duidelijkheid is voor het diodecircuit een aparte wikkeling getekend.
C. De schakeling van het diodecircuit afzonderlijk, waarbij de overeenkomst met een nettransformator tijdens de laadperiode duidelijk blijkt.
D. De schakeling van A zéér vereenvoudigd getekend.

(vergelijk de daarnaast getekende gelijkrichtschakeling) en nu wordt de condensator C parallel geschakeld aan de spoel (via de geleidende condensator). Het resultaat is, dat de eigenfrequentie van de kring door die C véél lager wordt en dat daarnaast die condensator opgeladen wordt doordat de in de spoel aanwezige magnetische energie overgedragen wordt op de condensator! Die overdracht vindt natuurlijk alleen maar plaats zolang de door de magnetische energie over de spoel ontwikkelde spanning hóger is dan de spanning tot waarop de condensator C geladen is.

Wanneer we nu pas het TV-toestel aanzetten, dan is die dempcondensator natuurlijk leeg en dan zal die spoel al zeer spoedig na de terugslag de condensator beginnen te laden. Nadat echter enkele zaagtandperioden zijn verlopen is die condensator geladen tot een bepaalde spanning, die o.a. afhangt van de over die C geschakelde weerstand R.

Gedurende het eerste ogenblik dat de diode werkt, neemt de laadstroom toe (tussen t_1 en t_2 in fig. 37C), daarna neemt de laadstroom weer af, om nul te worden bij punt t_3. Op dat ogenblik is blijkbaar de magnetische energie geheel overgedragen op de condensator. We moeten herhalen, dat de tijd waarop de stroom nul wordt, afhangt van de ladingstoestand van de condensator, en die hangt weer af van de stroom die via R weer uit die condensator loopt. De stroom door de buis I_B zien we in fig. 37 CB en daaronder in C zien we het stroomverloop door de diode (36B). Op deze manier wordt het uitslingeren, de z.g. overshoot gedempt, maar het is jammer dat een deel van de elektrische energie uiteindelijk via R verloren gaat. Intussen heeft die overdracht van de energie van spoel op condensator óók zijn uitwerking op de afbuigspoel, want die diodestroom, die een lineair afnemende stroom is, loopt door de primaire en veroorzaakt daardoor een stroom in de spoel (36B).

Deze stroom doet dus feitelijk hetzelfde als de buis-stroom door de spoel, waardoor men besloot de diodestroom en de normale anodestroom ná elkaar te laten werken. R werd zó groot gekozen, dat de diodestroom op t_4, dus halfweg de heenslag praktisch nul werd en op dát ogenblik zette men de buis open. We zien meteen een voordeel: onze voedingsbron behoeft maar de halve tijd, van t_2 tot t_4, stroom te leveren (in fig. 37E).

Nu moeten we wel even aan 't idee wennen, dat de diodestroom een negatieve waarde heeft en ná t_2 lineair afneemt, om bij t_3 nul te worden.

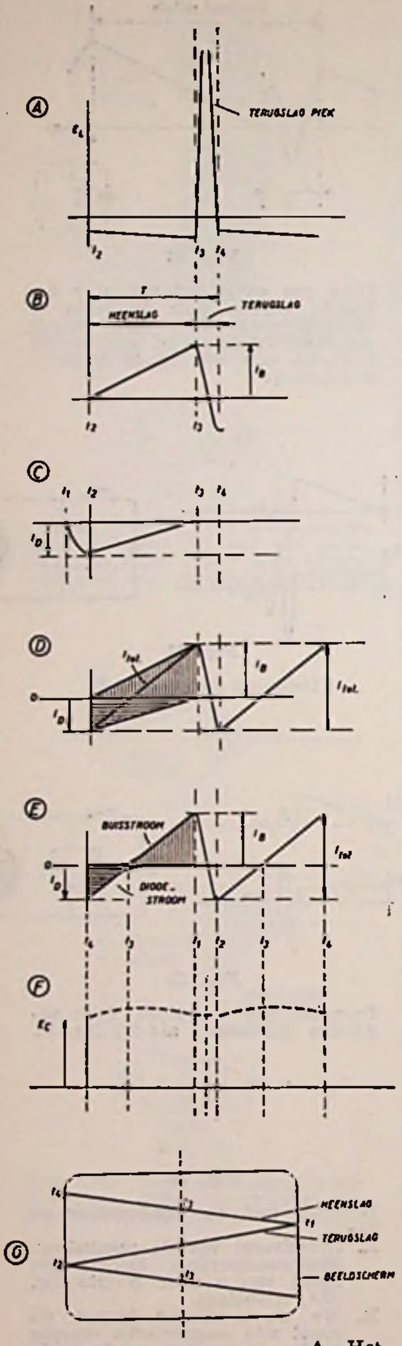


Fig. 37

A. Het spanningsverloop: t_2—t_3 heenslag; t_3—t_4 terugslag.
B. De normale anodestroom door de buis gedurende de gehele heenslag t_2—t_3) wanneer er geen dempdiode zou zijn.
C. De diodestroom, eveneens gedurende de gehele heenslag.
D. Diodestroom I_D en buisstroom I_B zijn tegengesteld; de totale stroom die uiteindelijk door de spoel gaat is I tot.
E. Door de diodestroom van t_4 tot t_3 te laten lopen (wat met weerstand R in 36 C bereikt wordt) en de buis eerst bij t_4 te openen krijgen we een stroom door de spoel I tot die van t_2—t_3 door de diode en van t_3 tot t_4 door de buis (en het p.s.a.) geleverd wordt.
F. Spanningverloop over de dempcondensator.
G. Zo verplaatst zich de spot over het beeldscherm (de tijdstippen komen overeen met fig. 37F).

Dat die stroom negatief wordt zit zo: wanneer de normale buisstroom loopt, lopen de elektronen van a naar b door de spoel: de spoel wordt dus door de elektronen gemagnetiseerd en is met een a a n g e d r e v e n m o t o r vergelijkbaar. Wanneer de felle terugslag waarbij a positief wordt t.o.v. b voorbij is, wordt door het uitslingeren punt a wéér negatief t.o.v. a, maar ditmaal is er geen elektronenstroom die de spoel aldus drijft, maar is het de aanwezige magnetische energie die actie voert; de spoel is dus als a a n d r ij v e n d e kracht met een stroombron of d y n a m o te vergelijken, zodat de elektronenstroom binnen de spoel van + naar min loopt, zoals dat ook met een stroomleverende accu het geval is (zie ook fig. 36c). Vandaar die o m g e k e e r d e stroom.

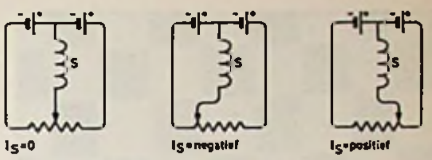


Fig. 38

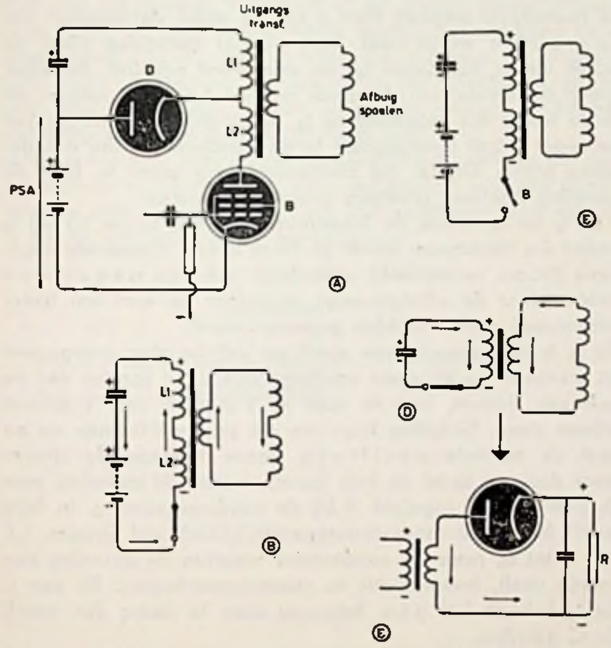


Fig. 39

Spaarschakeling, waarbij een autotransformator wordt toegepast. L_1 heeft veel meer windingen dan L_2.

A. Complete schakeling.

B. Toestand van t_2 tot t_3, waarbij de buis via L_1 en L_2 uit het p.s.a. — de condensator — gevoed wordt. De diode kan als niet aanwezig worden beschouwd.

C. toestand tijdens de terugslag van t_3 tot 2_4. Buis B geleidt niet en de diode evenmin.

D. van t_4 tot t_5 begint de diode te geleiden; de magnetische energie verplaatst zich van spoel naar de condensator en er loopt een negatieve stroom.

E. is vergelijkingsschema met een netvoeding. Zie ook fig. 40.

De spot wordt hierbij van de linkerrand naar 't midden van 't schema gedreven; na t wordt de stroom positief, neemt lineair toe en brengt de spot naar de rechter van het scherm gedreven. We hebben dus de toestand die we reeds in een vorige les bespraken.

In fig. 38 zien we die schakeling, maar ditmaal getekend met batterij en potentiometerschakeling voor handbediening.

Toch gaat er veel energie verloren in die weerstand en daarom heeft men schakelingen bedacht, waarbij die teruggeleverde energie toegevoegd wordt aan onze beschikbare voedingsenergie. We kunnen dit doen door de stroom terug te winnen, waardoor ons p.s.a. veel minder stroom behoeft te leveren doch waarbij de normale spanning, liefst zo'n 400 à 500 volt, nodig blijft.

Bij de huidige TV-ontvangers is geen transformator aanwezig: men telt het stroomverbruik niet zo zwaar, maar geeft de voorkeur aan een schakeling, waarbij de spanning verhoogd wordt. Dit doen we in de z.g. booster circuits, die thans alge-

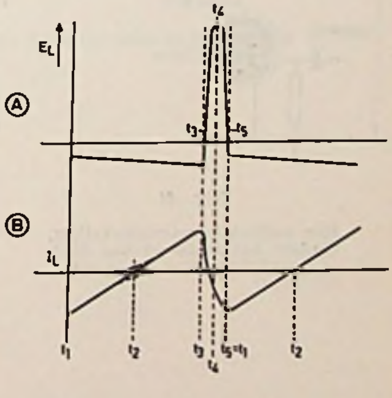
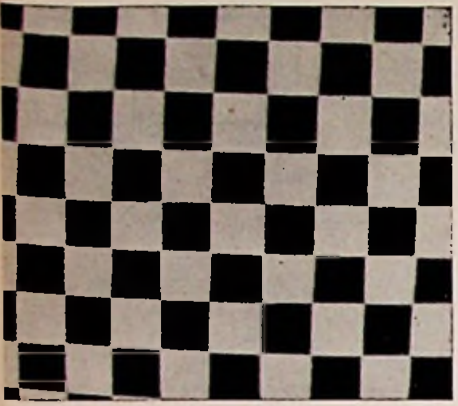


Fig. 40

A spanningverloop en B stroomverloop in de uiteindelijke schakeling



Beeld dat ontstaat bij een niet-lineaire stroomtoename in de horizontale afbuigspoel

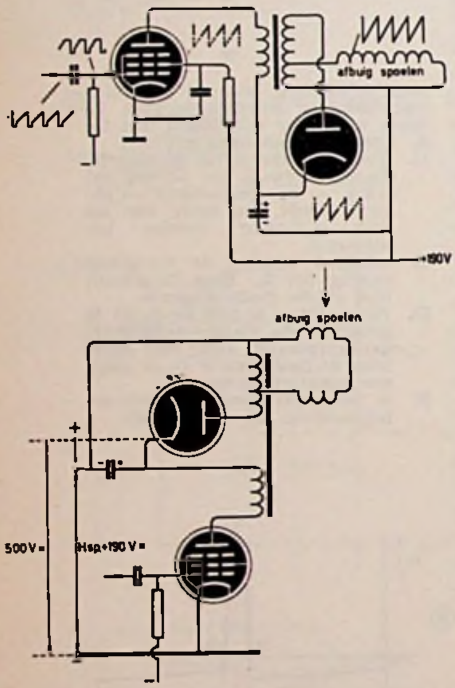


Fig. 41

Een andere boosterschakeling. Onder: hetzelfde schema doch overzichtelijker getekend

meen in gebruik zijn (fig. 39 en 40). Hierbij is de ladingscondensator in serie met de netvoeding geplaatst; men past autotransformatoren toe, zodat die condensator tot een spanning opgeladen kan worden die hoger is dan de beschikbare netspanning.

BOOSTERSCHAKELING

We zullen ons maar niet verdiepen in wat er gebeurt onmiddellijk na 't inschakelen, dus als C nog leeg is. We nemen maar aan dat C geladen is tot b.v. 500 volt en we beginnen de zaak weer te bezien tegen het einde van de heenslag. Er loopt tussen t_2 en t_3 een lineaire toenemende stroom door de spoel en buis. Plotseling gaat bij t_3 de buis dicht, omdat de roosterpuls wegvalt. Punt a van de spoel, dat negatief was t.o.v. punt b wordt héél sterk positief (terugslag piek) en wordt eerste nul (punt t_4) en dan weer negatief. Hierdoor wordt de anode van de diode positief t.o.v zijn katode, de diode wordt dus geleidend bij t_5, de magnetische energie van de spoel wordt overgegoten in de condensator, die dus geladen wordt. Omdat die condensator vrij groot is, blijft de spanning daarover praktisch gesproken constant.

Van t_4 tot t_5 neemt de laadstroom toe, van t_5 (= t_1) tot t_2 neemt die laadstroom lineair af. Deze lineair afnemende negatieve stroom veroorzaakt uiteindelijk ook een n e g a t i e v e stroom door de afbuigspoelen, waardoor de spot van linker schermrand naar 't midden gedreven wordt.

Bij t_2 is alle energie van spoel op condensator overgegaan en wanneer we nu geen positieve puls op 't rooster van de buis zou komen, zou de spot in 't midden van 't scherm blijven staan. Gelukkig laten we die puls wèl komen en nu gaat de normale p o s i t i e v e lineair toenemende stroom weer door de spoel en buis lopen, waarbij de spanning over de condensator opgeteld is bij de voedingsspanning. In feite levert het voedingspanningsapparaat (p.s.a.) wel stroom, n.l. van t_1 tot t_2, maar de condensator waarvan de spanning een weinig daalt, levert gratis de spanningsverhoging. En van t_1 tot t_2 behoeft het p.s.a. helemaal niets te doen; dan wordt de C geladen.

In feite wordt die condensator van t_1 tot t_2 geladen en van t_2 tot t_3 ontladen. Als er helemaal geen verliezen waren zou het p.s.a. niets behoeven te leveren, maar dat zou te mooi zijn. Toch is het rendement van deze schakelingen nagenoeg 95 %; een welkome bijkomstigheid is het, dat we tevens voor het schermrooster van de beeldbuis en voor de vertikale eind-

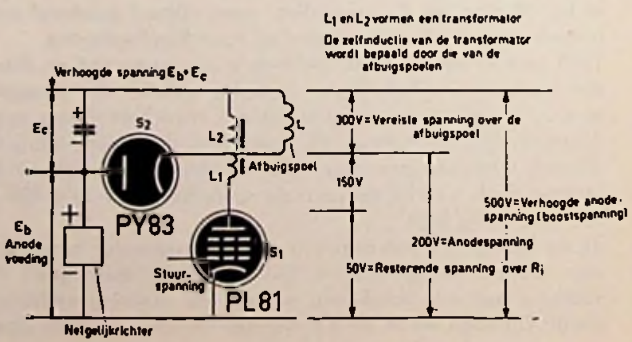


Fig. 42

Eindtrap voor de horizontale afbuiging (overzicht van de verschillende spanningen)

trap over een hoge spanningsbron beschikken. Nu moeten natuurlijk de stroomkrommen van de diodestroom (van t_1 tot t_2) en van de buisstroom (van t_2 tot t_3) mooi in elkaar overlopen en dat kan alleen maar wanneer we het tijdstip waarop de buis open moet gaan mooi afmikken.
Nu is de normale negatieve spanning op het rooster van de eindbuis, die nodig is om de buis bij normale anodespanning dicht te drukken héél wat anders dan wat hier verlangd wordt! Hier bedraagt tijdens de terugloop de anodespanning enige duizenden volts!
We moeten dus tijdens de terugslag een extra negatieve piek op 't rooster zetten, zoiets van 100 à 140 volt. In de vorige les (fig. 29) zagen we een dergelijke schakeling.
Wanneer we nu die kromme eenmaal hebben, doet het er niet veel toe, hoe de linkerhelft er nu precies uitziet. Hoofdzaak is, dat het punt P, het tijdstip waarop de buis open moet gaan, goed ligt en dat is, waar de kromme de normale „afknijplijn" E_1 bereikt. Verder moet de linkerflank van de puls goed „steil" zijn, zonder afgeronde kanten, omdat het dichtknijpen van de buis abrupt moet gaan.
Doordat we in 't roosterstroomgebied komen valt de top van de kromme er helemaal af maar dat hindert voor de goede werking niet. In fig. 43 zien we een getekende kromme en in fig. 44 een foto van de werkelijkheid.

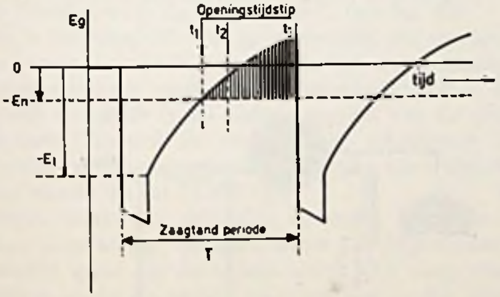


Fig. 43

Tekening van de puls op het rooster van de eindbuis; het vertikale gestreepte gedeelte van de plus gaat verloren, omdat dit gedeelte door roosterstroom wordt afgesneden.

Fig. 44

Foto van puls op het rooster van de eindbuis

In het kort herhaald: We passen een booster-schakeling toe om het uitslingeren van de over de spoelen ontstane wisselstroom te dempen. We verkorten daarmee de terugslagtijd en verkrijgen een besparing op de anodestroom en verkrijgen tevens een hoge bedrijfspanning.
Deze demping betreft echter slechts de negatieve spanningspieken, terwijl die eerste positieve spanningspiek, die enige duizenden volts kan bedragen, ongehinderd te laten.

HOOGSPANNING (10.000 VOLT)

Ook deze spanning kan echter gelijkgericht worden met een diode en aldus een hoge gelijkspanning voor de beeldbuis opleveren. We zien het principe van deze schakeling in fig. 45a. Nu is het niet eenvoudig om een gelijkrichtbuis te

fabriceren met een isolatie tussen gloeidraad en katode die enige duizenden volts kan doorstaan. Daarom voedt men de gloeidraad van dit buisje . . . uit de afbuigtransformator; het werkt dus op een wisselstroom van 15625 Hz!

Daar de steeds grotere beeldbuizen ook steeds een hogere anodespanning vereisen, heeft men een extra wikkeling aangebracht op de uitgangstransformator, die zoals we reeds zagen als auto-transformator is uitgevoerd, waardoor we tot 10.000 volt komen (zie fig. 45b).

Nu is deze grap niet tot in het oneindige voort te zetten, want deze wikkeling vergroot de eigencapaciteit en zoals we reeds zagen moeten we die gering houden, anders daalt het rendement.

De inwendige weerstand van dergelijke hoogspanningsapparaten is groot; neemt de belasting b.v. toe tot boven 200 μA dan daalt de spanning en tevens de lichtopbrengst. Men spreekt dan van een slechte regulatie van de spanningsbron. Evenwel heeft deze hoge Ri ook zijn goede kanten, namelijk bij aanraking met de hand zakt meestal de spanning in elkaar, zoals we dat noemen, waardoor het dodelijk gevaar afneemt. Toch is het oppassen met deze zéér hoge spanningen, want al is aanraking niet dodelijk, toch brengt het snelle terugtrekken van de hand vaak andere ongewenste aanrakingen of schrik-reacties met zich mede.

Veel afvlakking vereist een dergelijke hoge gelijkspanning bij deze hoge frequentie en laag stroomverbruik niet; een R—C

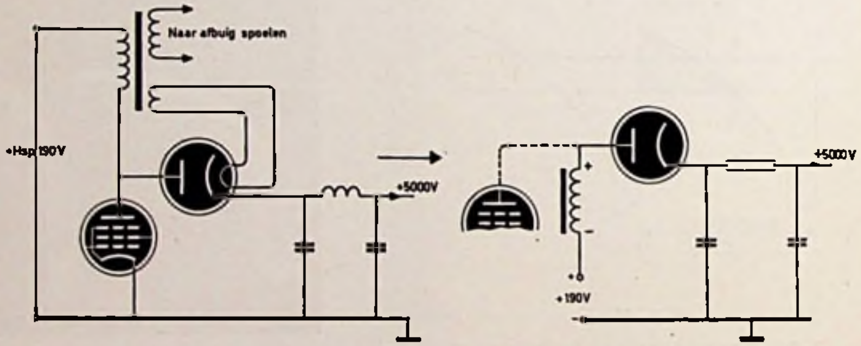


Fig. 45a

Hoogspanningsgelijkrichtschakeling (rechts: vereenvoudigde schakeling)

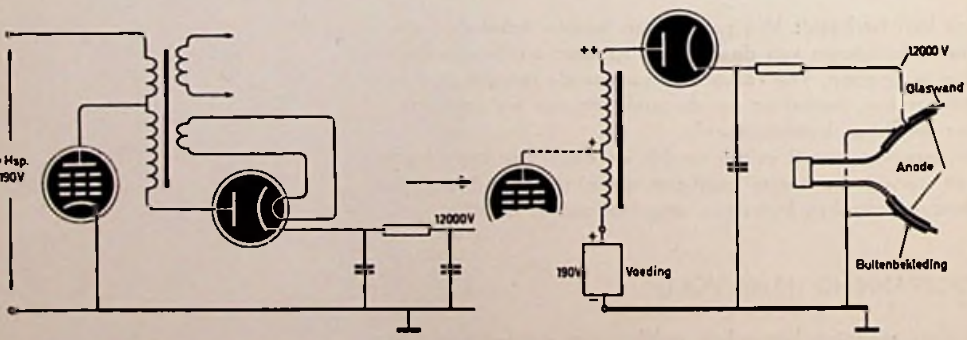


Fig. 45b

Hoogspanningsschakeling met autotransformator, waardoor een hoogspanning van 12.000 volt verkregen kan worden. De hoogspanningsdiode krijgt zijn gloeistroom uit de uitgangstransformator (rechts: vereenvoudigde schakeling)

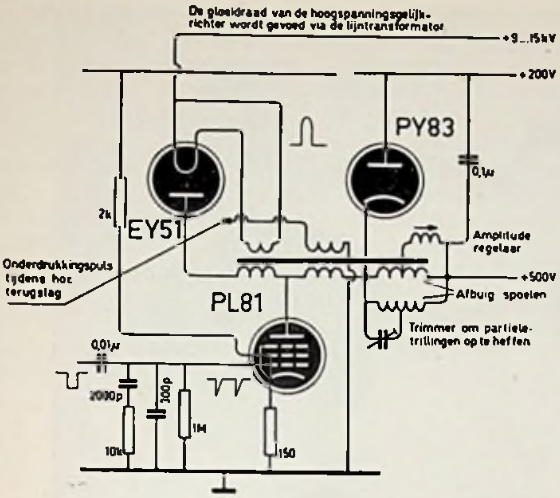


Fig. 45c

Complete schakeling van de eindtrap van de horizontale afbuiging. Links zien we de onderdrukkingspuls, die de spot in de beeldbuis dooft tijdens de horizontale terugslagtijd.

filter, waarbij de C ca. 1000 pF bezit en de R ca. ½ MΩ, is zeer ruim, vooral omdat de „anode" van de beeldbuis zelf nog een condensator vormt van ca. 200 pF t.o.v. de buitenbekleding van de buis, een geleidende grafietlaag die geaard is. Meestal is dit de enige filter-C (zie fig. 45).
Nu is het natuurlijk heel goed mogelijk om aan hoogspanning te komen, b.v. door een afzonderlijke zaagtandgenerator, gevolgd door een eindbuis, die daardoor periodiek afgeknepen wordt en uittrilt in de eigenfrequentie van de uitgangstransformator (bekend als ringing-choke schakeling); passen we daarbij nog spannings-verdrievoudiging toe volgens Cockroft, dan komen we tot 25.000 volt.
Philips maakt een dergelijke inrichting. De stroom die door deze schakelingen geleverd wordt bedraagt slechts ca. 100 μ ampère, maar aan de isolatie wordt zéér hoge eisen gesteld. Philips plaatst die gehele spoel inclusief de drie dioden in een met olie gevuld busje. Het bezwaar tegen afzonderlijke hoogspanningen is wel, dat bij het uitvallen van de zaagtand tóch de hoogspanning intact blijft, dus een zéér helle stip, onbeweeglijk op 't midden van 't scherm, hetgeen spoedig een onherstelbaar gaatje in 't scherm betekent.
De gehele horizontale uitgangstransformator wordt thans als een compacte eenheid geleverd; de gloeistroom wikkeling voor de hoogspanningsdiode DY51 bestaat meestal uit een tweetal windingen, zwaar geïsoleerd; als kernmateriaal bezigt men vrijwel zonder uitzondering ferrietmateriaal. De gloeidraad voor de boosterdiode wordt meestal normaal in serie met de gloeidraden voor de andere buizen opgenomen; in de volgende les komen we hierop terug (fig. 46).

Over de booster-condensator C kan nog het volgende gezegd worden: in principe moet de capaciteit zó groot gekozen worden, dat de spanning over C niet te veel schommelt. In feite mag de spanning ook niet dalen tijdens de periode, dat de diodestroom vloeit, willen we een lineaire zaagtand houden.
Intussen moet het mogelijk zijn de amplitude van de lijnafbuiging te regelen; meestal doet men dit door een gedeelte

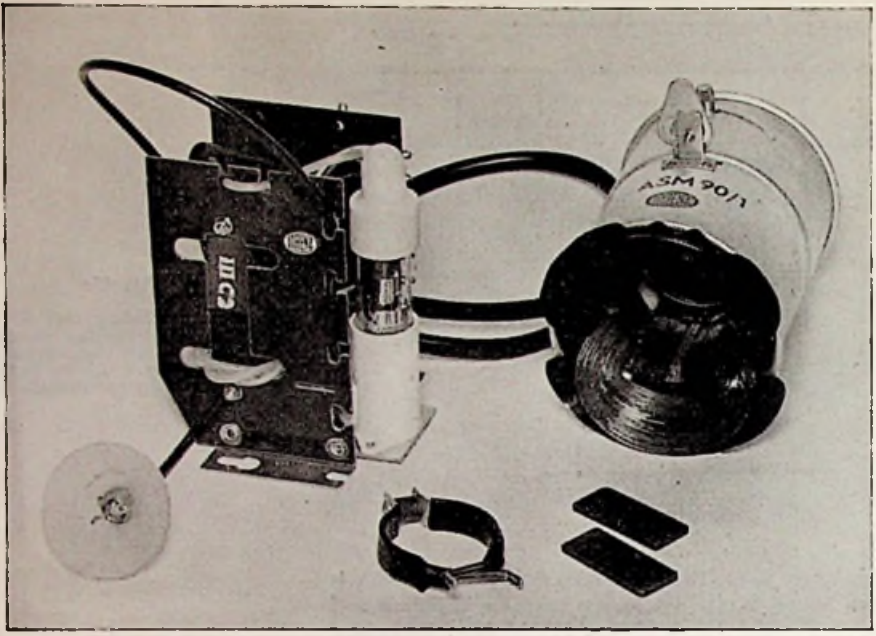


Fig. 46

Een normale lijntransformator (afb. links) zoals in schakeling 45c gebruikt. Afbuigjukken met focusseermagneten (afb. rechts). De afgebogen spoelgedeelten zijn nog duidelijk zichtbaar. Middenonder: Ionenvalmagneet.

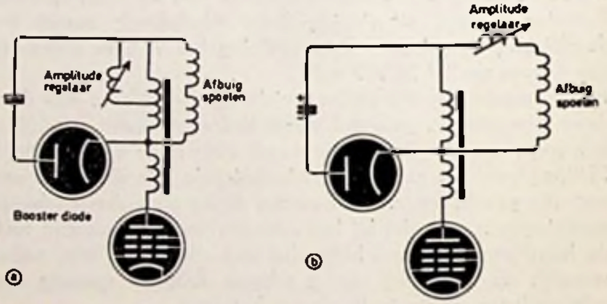


Fig. 47

Twee methoden om een amplitude-regeling tot stand te brengen:
a) regelbare zelfinductie, parallel aan een gedeelte van de hoofdspoel;
b) regelbare zelfinductie, in serie met de afbuigspoelen.

van de uitgangstransformator te shunten met een variabele zelfinductie. figuur 47.

BARKHAUSEN-TRILLINGEN E.A. STORINGEN

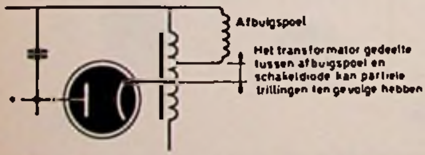


Fig. 48

De afbuigspoelen worden op een gedeelte van de autotransformatorspoel aangesloten, waardoor partiële trillingen kunnen ontstaan.

In het algemeen bestaat er een streven om de afbuigspoelen uit minder windingen van dikker draad uit te voeren; we passen dan een aftakking toe, zie fig. 48.
Helaas ontstaat daardoor een „ongedempt" stukje spoel, waardoor z.g. partiële trillingen kunnen ontstaan (fig. 49 en 50).
Met een variabel condensatortje tracht men de frequentie te verleggen (zie hiervoor fig. 45c).
Deze trillingen zijn dus uitslingerverschijnselen, die onvoldoende gedempt worden en demonstreren zich in 't begin van de heenloopperiode als vertikale strepen, afwisselend

licht en donker, als gevolg van wisselende snelheid van de zaagtand en dus van de spot. Loopt de zaagtand eenmaal, dan is 't verschijnsel afgelopen. Rechts op het beeldscherm komen we deze trillingen dus nooit tegen (fig. 50 rechts).
Een ander onaangenaam verschijnsel, dat zich bij de horizontale afbuiging voordoet vormen de Barkhausense trillingen. Deze demonstreren zich als vertikale strepen over het beeldscherm (fig. 50). Deze strepen vinden hun ontstaan in de eindbuis voor de hor. afbuiging, doordat hierin oscillaties ontstaan, die zich niet via de afbuigspoelen op de beeldbuis overdragen zoals men verwachten zou. De overdracht geschiedt door straling vanuit de buis op de video-versterker, waardoor uiteindelijk de spot beïnvloed wordt. De remedie is het afschermen van de eindbuis van de hor. afbuiging. Gelukkig komt dit verschijnsel niet vaak voor.

Fig. 49

Foto van een partiële trilling

Fig. 50

Foto van een TV-beeld, waarin de aanwezigheid van Barkhausen-trillingen te zien is

Foto van een TV-beeld, waarop een partiële trilling voorkomt

Fig. 51

Foto van een Philips eenheid voor 25.000 volt. In de bus zit, ondergedompeld in olie, de hoogspanningstransformator met de 3 dioden.

VRAGEN BIJ DE 10e LES

1. Zijn de organen voor de horizontale afbuiging wat de stoorgevoeligheid betreft vergelijkbaar met de vertikale afbuiging?

2. Waardoor kan flankonscherpte bij de syncpulsen ontstaan?

3. Wat verstaan we onder een „geest-storing"?

4. Wat is de uitwerking op ons TV-beeld, wanneer de hor. syncpulsen niet op regelmatige tijdafstanden na elkaar binnenkomen?

5. Vertel waardoor ruisstoringen ons televisiebeeld geheel kunnen bederven.

6. Welke manier is de eenvoudigste om de synchronisatie te verbeteren?

7. Verklaar het principe van de faze discriminator-schakelingen.

8. Bij welke stabilisatieschakeling van de horizontale afbuiging maken we gebruik van het „meesleepverschijnsel"?

9. Vertel waarom de tijdconstante van de afbuigspoel voor hor. afbuiging klein moet zijn t.o.v. de horizontale afbuigtijd T.

10. Waardoor wordt de tijdconstante van een spoel bepaald en wat verstaan we onder het begrip „tijdconstante" eigenlijk?

11. Waardoor ontstaan: partiële trillingen en Barkhausen trillingen. Hoe kunnen we deze fouten voorkomen?

12. Wat is uitslingeren van een kring en waardoor wordt de uitslingerfrequentie van de spoelen bepaald en hoe lang duurt dat uitslingeren? (korte antwoorden).

13. Waarom laten we die kring niet rustig uitslingeren?

14. Verklaar aan de hand van een tekening de werking van de spanningterugwinning-schakeling (booster) (korte verklaring).

15. Verklaar aan de hand van een tekening hoe we aan hoogspanning voor onze beeldbuis komen.